

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-107007

(43)Date of publication of application : 21.04.1995

(51)Int.Cl.

H04B 1/707
H04Q 7/38

(21)Application number : 05-247911

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD

(22)Date of filing : 04.10.1993

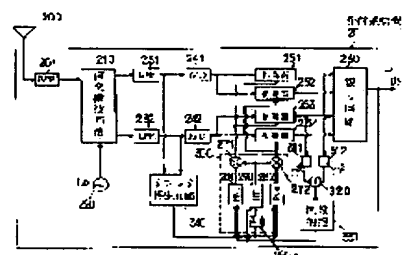
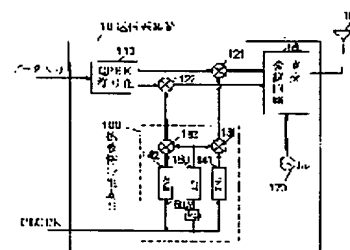
(72)Inventor : TAKEISHI MINAKO
TAKAHASHI KENICHI
ONISHI HIROSHI

(54) SPREADING CODE GENERATION SYSTEM

(57)Abstract:

PURPOSE: To increase the multiplicity at the time of multilevel phase modulation in a spreading code generation system in direct spread spectrum communication.

CONSTITUTION: Optional spreading code patterns (the output of PN code generators 141 and 142) whose code sequences are different are used between respective phases in a multilevel phase modulation system, the code patterns are multiplied with the same code pattern of an optional orthogonal code sequence (the output of an orthogonal code generator 150) and spreading codes are generated. Also, the spreading codes between the respective phases are the combination of the patterns whose mutual correlation value is large inside the code sequence and the code patterns are mutually circulated and used in synchronism at a point where the mutual correlation value of correlation devices 251-254 is minimized.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

20.02.1997

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

2797921

[Date of registration]

03.07.1998

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-107007

(43) 公開日 平成7年(1995)4月21日

(51) Int.Cl.⁸

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 4 B 1/707

H 0 4 Q 7/38

7304-5K

H 0 4 J 13/ 00

D

H 0 4 B 7/ 26

1 0 9 A

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 9 頁)

(21) 出願番号

特願平5-247911

(22) 出願日

平成5年(1993)10月4日

(71) 出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 武石 美奈子

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72) 発明者 高橋 憲一

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(72) 発明者 大西 博

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

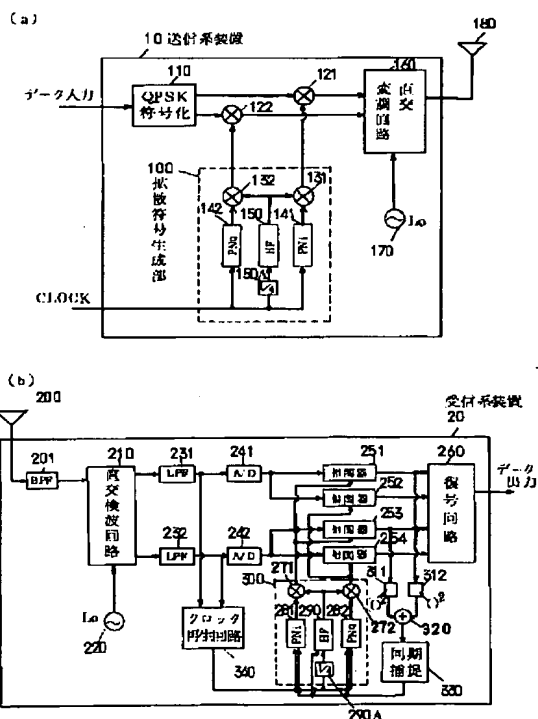
(74) 代理人 弁理士 小鍛冶 明 (外2名)

(54) 【発明の名称】 拡散符号生成方式

(57) 【要約】

【目的】 本発明は直接スペクトル拡散通信における拡散符号生成方式に関するもので、多値位相変調時における多重数の増加を目的とする。

【構成】 多値位相変調方式で各位相間に任意の符号系列の異なる拡散符号パターン (PN符号発生器141、142の出力) を用い、これらの符号パターンに任意の直交符号系列 (直交符号発生器150の出力) の同一の符号パターンを乗じて拡散符号を生成する構成とする。また、各位相間の拡散符号は前記符号系列内の相互相関値の大きいパターンの組合せとし、これらの符号パターンを相互に巡回し、相関器251~254の相互相関値が最小となる点で同期させて用いる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 複数の端末を有し、符号分割多元接続方式を用いた直接スペクトル拡散による通信を行なう際に、各位相成分に任意の符号系列内の各々異なる符号パターンを用いた多値位相変調方式を用い、前記各位相成分に対応する拡散符号のそれぞれに対し、任意の直交符号系列内の同じ符号パターンを乗算した拡散符号を生成する拡散符号生成方式。

【請求項2】 複数の端末を有する符号分割多元接続方式を用いた直接スペクトル拡散による通信を行なう際に、各位相成分に任意の符号系列内の各々異なる符号パターンを用いた多値位相変調方式を用い、前記符号系列内で最大相互相関値の大きい符号パターンの組み合わせを選択し、それぞれの符号パターンを前記各位相成分の拡散符号に割り当て、これらの符号パターンの相互相関値が最小値をとる点まで相互のパターンを巡回させる多値位相変調用拡散符号を生成する拡散符号生成方式。

【請求項3】 複数の端末を有する符号分割多元接続方式を用いた直接スペクトル拡散による通信を行なう際に、各位相成分に任意の符号系列内の各々異なる符号パターンを用いた多値位相変調方式を用い、前記符号系列内で最大相互相関値の大きい符号パターンの組み合わせを選択し、それぞれの符号パターンを前記各位相成分の拡散符号に割り当て、これらの符号パターンの相互相関値が最小値をとる点まで相互のパターンを巡回させた多値位相変調用拡散符号を生成した後、前記各位相成分に対応する拡散符号のそれぞれに対し、任意の直交符号系列内の同じ符号パターンを乗算した拡散符号を生成する拡散符号生成方式。

【発明の詳細な説明】**【0001】**

【産業上の利用分野】 本発明は符号分割多元接続方式、直接スペクトル拡散通信における拡散符号生成方式に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 近年、マイクロセル方式や構内無線LAN等の無線を用いた通信システムの検討が行われてきている。その無線通信方式の一つとしてスペクトラム拡散方式を用いた符号分割多元接続 (Code-Division-Multiple-Access : 以下CDMAと記す) 方式が研究されており、一部では実用化されつつある。

【0003】 スペクトラム拡散方式は、主に直接拡散 (Direct Sequence : 以下DSと記す) 方式と周波数ホッピング (Frequency Hopping : 以下FHと記す) 方式とに分けられ、DS方式は情報信号より高い周波数 (例えば数十～数千倍) からなる拡散符号パターンにより情報信号を直接スペクトラム拡散する方式である。FH方式は、例えば、狭帯域変調された信号をある拡散符号パターンに従った順序で搬送波周波数を変化させ、結果的に平均化することによりスペクトラムを拡散する方式で

ある。

【0004】 CDMA方式はDS方式 (DS/CDMA)、FH方式 (FH/CDMA) 等により拡散を行うときに異なる拡散符号パターンを用いることで同一周波数帯域内で多重する通信方式であり、符号パターンで通信チャネルの識別を行っている。スペクトラム拡散の拡散符号としては従来、疑似雑音 (Pseudo Noise : 以下PNと記す) 系列がよく用いられ、その代表的なものとしてはM系列、Gold系列などがあげられる。これらの系列の各符号パターンの自身との自己相関特性と、同じ符号系列に属する他の符号パターンとの相互相関特性は符号系列によって異なる。

【0005】 従来のDS/CDMA方式では主に2相位相変調 (以下BPSKと記す) 方式が用いられてきたが、最近ではデータの高速化のために同相成分 (以下Ic hと記す)、直交成分 (以下Qc hと記す) とで各々異なる符号パターンを用いて拡散、合成した4相位相変調 (以下QPSKと記す) 方式 (以下DS/QPSK方式と記す) や、より多くの位相に分けて伝送する多値位相変調方式の研究が行われている。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】 しかしながら、CDMA方式を用いたシステムにおいてはチャネル容量を上げるために同一周波数帯での多重化を行うが、M系列やGold系列のみでは多重化が難しいという問題があった。

【0007】 また、CDMA方式において、各拡散波どうしの干渉を小さくするには相互相関値の小さい拡散符号パターンを用いることが望ましいが、その組み合わせは限られていた。さらにDS/QPSK方式のような方式ではIc h、Qc hに各々異なる拡散符号パターンを用いるが、受信側で周波数オフセット等により直交検波後に両信号成分が完全に分離できない場合、前記I、Q、両c hの拡散符号の相互相関特性が大きいと、各々の信号の相関検出時に相互に干渉を及ぼし合うという問題が生じる。

【0008】 チャネル容量に関しては拡散符号の周期長を長くして拡散率を上げることにより、多重数を多くとることが可能である。しかし、実用化しようとする場合は、拡散帯域幅と情報伝送速度との関係や装置動作速度等の条件により拡散率が制限されるため、符号周期長を長くすることは難しい。

【0009】 CDMA方式では多重数と通信品質の関係は符号パターン間の相互相関特性に大きく依存しており、従来からスペクトラム拡散の拡散符号として、M系列、Gold系列などが研究されてきている。例えば、M系列では自己相関特性が良いため、相関値のピークを見つけ易いが、生成できるパターン数は少ないことが判っている。また、Gold系列では生成できるパターン数はM系列より多いが、相互相関特性が良くないため、

多重化した場合は他拡散波からの干渉により通信品質の劣化が著しい。このため、同時に通信できるチャネル数には制限がある。

【0010】これらに対し、最近では相互相関特性の良い直交符号系列を用いる方式が検討されてきている。直交符号系列では各符号間に直交性が保たれている場合はお互いに無相関となり多重数を多くとれるが、直交性が崩れてしまうと相互相関は著しく劣化する。従って、CDMAシステムなどで拡散符号に用いる場合は符号間同期が必要となる。

【0011】また、直交符号系列の一つであるアダマール系列では、 2×2 のアダマール行列を n 回アダマール変換することにより符号長 $2^{(n+1)}$ のアダマール行列を生成するが、この生成過程からもわかるように1つの符号パターンがいくつかの符号パターンの繰り返しで成り立っているため、自己相関特性は悪く、同期捕捉やマルチパス分離が難しいという問題がある。

【0012】

【課題を解決するための手段】上記の課題を解決するため、本発明における第1の拡散符号生成方式は、多値位相変調方式において、各位相間で異なる拡散符号パターンには自己相関特性の良い符号系列を用い、さらに相互相関特性の良い直交符号系列を前記各位相の符号パターンに乗じて拡散符号パターンを生成することにより、多重数の増大を可能とするものである。

【0013】また、本発明における第2の拡散符号生成方式は、多値位相変調を用いたDS方式において、用いる拡散符号系列内で相互相関の最大値が他のパターンに比べ大きくなるパターンどうしを各位相成分に組み合わせ、これらの符号パターンを相互に巡回させ、符号間の相互相関値が最小となる点で位相オフセットをかけ用いることで、他波への干渉を抑えつつ、受信側で各位相成分不完全分離時の相互相関を最小にすることが可能となる。これは、各位相成分の信号が常に同期しており、その相互相関値が一定であることを利用したものである。

【0014】

【作用】上記本発明における第1の拡散符号生成方式によれば、双方の符号系列の特性を生かした拡散符号系列の生成が可能となる。すなわち多値位相変調方式の各位相成分毎に異なる拡散符号に各々自己相関特性の良い符号系列（ここではPN系列とする）を割り当て、それぞれの符号パターンに同一の直交符号系列を乗じることで、拡散信号波としては他波との干渉を低減し、例えば、QPSK信号であれば、PN系列でIch、Qch分離を行うことが可能となる。すなわちQPSK変調波1波に対して1直交符号を割り当てていることになる。

【0015】このとき、符号間同期がとれていれば、各位相成分に同じPN符号パターン組を用いている信号間では割り当てられた直交符号により互いに無相関となり干渉が低減され、多重数を多くすることができる。

【0016】一方、符号同期がとれていない場合、PN系列が乗じてあるので相互相関特性の劣化が直交符号系列のみの場合に比べて緩和され、従来のPN系列での相互相関特性とほぼ同じになる。同様に、直交符号系列での自己相関特性の低さによる同期捕捉やマルチパス分離が難しいという課題は、PN系列の自己相関特性の高さにより解決される。

【0017】また、任意の拡散系列内で相互相関の小さいパターンの組み合わせは限られている。ところが、相互相関値の大きい符号パターン間において、相互に巡回させ位相オフセットをかけていくと相互相関値は変動し、任意のオフセット点で最小値を持つことがある。そこで、任意の多値位相変調波の各位相成分は常に符号間同期がとれていることに着目し、上記本発明における第2の拡散符号生成方式によることで、他の変調波との相互相関は比較的小さくなるような符号パターンの組み合わせとしつつ、自波の受信検波後の各位相成分の信号分離が不完全の場合においても、相互の干渉による影響を小さくすることが可能となる。

【0018】加えて、ある任意の位相成分に他拡散波からの干渉を受けても、残る位相成分は無相関であるから干渉は小さく、同期捕捉、維持等において誤動作をする可能性は少なくなる。

【0019】

【実施例】（実施例1）以下、本発明の第1の実施例について図面を参照しながら説明する。なお、本実施例では多値位相変調方式の一実施例としてQPSK方式を用いて説明することにする。

【0020】図1(a)、(b)はそれぞれ本発明の第1の実施例における拡散符号生成方式を実現するDS/QPSKの送受信機のブロック結線図で、各送受信機構成は動作原理の説明のため、送信アンプや受信フロントエンドは省略してある。

【0021】なお、図2のシステム系概念図を示す通り、図1(a)、(b)の本実施例では拡散率を N 倍($N=2^n$ ：ただし、 $n>2$ の整数)とし、用いる拡散符号は直交符号系列では符号長 N_w ($N_w=2^{n-2}$)のアダマール符号系列(Hadamard Function：以下HF符号と記す)を、PN系列では周期 2^{n-1} の符号パターンに0を加えた符号長 $N=2^n$ の符号 PN_i と PN_q とする。図2において $H_0 \sim H_{N_w}$ はHF符号の符号パターン番号を、 $PN_1 \sim PN_k$ はそれぞれ異なる符号パターンで構成されたI、Qの直交拡散符号組を示す。また、図3に本実施例のPN符号とHF符号との符号同期関係を示す。

【0022】まず、図1(a)は送信系装置10を示すもので、100は拡散符号生成部、110は入力されるデータをQPSK符号化するQPSK符号化回路、141、142はクロックに基づきPN符号を発生するPN符号発生器、150はクロックに基づき直交符号を発生

する直交符号発生器である。131、132は直交符号発生器150の出力である直交符号とそれぞれのPN符号発生器141及び142の出力であるPN符号とを乗算する乗算器である。121、122はQPSK符号化回路110の出力であるQPSK符号と乗算器131、132の出力とを乗算する乗算器である。160は直交変調回路で、ローカル信号発生源170から発生するローカル信号に基づき乗算器121、122の出力信号を直交変調する。180は送信を行なう無線アンテナである。

【0023】上記構成において、まず、送信系ブロック10に入力されたデータはQPSK符号化回路110によりQPSK符号化され、Ich、Qchの信号列として、121、122の乗算器に送られる。これに対し拡散符号生成部100では直交符号発生器150で拡散レートの1/4のレートでHF符号を発生するとともに、PN符号発生器141、142では拡散レートで、各々異なる符号パターンの PN_i 、 PN_q を発生させ、乗算器131で PN_i とHF符号を、乗算器132で PN_q とHF符号を、図3に示すような符号同期でそれぞれ乗算し拡散符号を生成する。乗算器121、122に送られたIch、Qchのデータは拡散符号生成部100で生成された拡散符号により拡散され、直交変調部160で直交変調後、無線アンテナ180から送信される。

【0024】図1(b)は受信系装置20を示すもので、200は図1(a)に示した無線アンテナ180より送出された送信信号を受信する無線アンテナ、201はBPF(帯域通過フィルタ)である。210は直交検波回路で、ローカル信号発生源220から発生するローカル信号に基づきBPF201の出力信号を直交検波する。231、232はLPF(低域通過フィルタ)、241、242はLPF231、232のアナログ出力をデジタル信号に変換するA/Dコンバータ、251~254は後述するスライディング相関によりA/Dコンバータ241、242の出力の相関を得るデジタル相関器、260はデジタル相関器251~254の出力に基づきデータ復調を行なうデータ復号回路、340はLPF231、232の出力から送信系装置10のクロックを再生するクロック再生回路である。300は逆拡散符号生成回路であり、当該逆拡散符号生成回路300は以下の要素により構成されている。

【0025】281、282はクロック再生回路340及び後述する同期捕捉回路の出力に基づきPN符号を発生するPN符号発生器、290は同様にクロック再生回路340及び後述する同期捕捉回路の出力に基づき直交符号を発生する直交符号発生器、271、272は直交符号発生器290の出力である直交符号とそれぞれのPN符号発生器281及び282の出力であるPN符号と

を乗算するmodulo2の乗算器である。

【0026】311、312はそれぞれ相関器251、253の出力信号を2乗する2乗回路、320は2乗器311、312の出力を加算する加算器、330は加算器320の出力から同期捕捉の判定を行なう同期捕捉判定回路である。

【0027】上記構成において、図1(a)の送信系装置10で生成、送信されたDS/QPSK変調波は受信系装置20において、無線アンテナ200で受信、BPF201通過後、直交検波回路210でローカル信号源220からのローカル信号により直交検波される。直交検波回路210からはIch、Qch信号が平行出力され、各々LPF231、232を通過、A/Dコンバータ241、242でA/D変換後、それぞれデジタル相関器251~254に入力される。

【0028】本実施例ではデジタル相関器251~254はスライディング相関とし、周波数オフセット等による位相回転に対処するため4個の相関器を用いており、相関器251と253のそれぞれの出力の2乗和により同期捕捉回路330で同期捕捉判定を行っている。すなわち、これらの符号パターンを相互に巡回し、相互相関値が最小となる点で同期させている。

【0029】また、逆拡散符号生成回路300は、同期捕捉回路330により逆拡散符号生成タイミングを制御されている他は送信系装置10の拡散符号生成部100と同じである。

【0030】なお、本実施例ではPN符号長はHF符号長の4倍とし、クロック数変換器150A、290Aを用いて直交符号発生器150、290の入力クロックを1/4レートとする構成としているが、 $N \geq N_w$ であれば何倍にとってもよい。

【0031】以上、本実施例のように送・受信装置10、20を構成することで、PN符号とHF符号の特性を生かした拡散符号の生成ができ、多重数の増加を図ることができる。

【0032】(実施例2)次に本発明の第2の実施例についてDS/QPSK方式の場合を実施例にとって、図面を参照しながら説明する。

【0033】図4は本発明の第2の実施例における直交拡散による拡散符号生成方式を実現する際の一実施例であり、具体的に7段M系列、符号長127の場合を示してある。図において、図4は7段M系列内における9個の符号 $C_1 \sim C_9$ それぞれの符号パターンを示しており、同図の符号パターン状態が位相オフセット無し(符号発生器のレジスタの初期値が全て1)の状態とする。

【0034】

【表1】

	C ₁	C ₂	C ₃	C ₄	C ₅	C ₆	C ₇	C ₈	C ₉
C ₁	127	17	17	41	41	41	17	17	17
C ₂	17	127	17	17	17	41	41	41	17
C ₃	17	17	127	17	17	41	41	41	17
C ₄	41	17	17	127	17	17	41	41	17
C ₅	41	17	17	17	127	17	41	41	41
C ₆	41	41	41	17	17	127	17	17	41
C ₇	17	41	41	41	41	17	127	17	41
C ₈	17	41	41	41	41	17	17	127	17
C ₉	17	17	17	17	41	41	41	17	127

【0035】(表1)は図4の個々のパターン間での相互相関の最大値を示したものである。同表より、例えば、C₁—C₅とC₁—C₇のように、同じM系列内の符号パターンであっても組み合わせにより相互相関の最大値が異なってくる。そこで、相互相関の最大値が大きい符号パターンの組み合わせ(C₁—C₅)、(C₂—C₆)、(C₃—C₇)、(C₄—C₈)をそれぞれI c h、Q c hの直交拡散符号組として用いることにし、個々の符号組において一方の符号パターンに位相オフセットをかけ、相互相関値をその符号の組み合わせでとりうる最小値とする。図5は(表1)をもとに本実施例で生成した直交拡散符号組の具体例を示す。例えば、直交拡散符号組(C₁—C₅)ではC₅に7チップの位相オフセットをかけて2符号の相互相関値を1としている。

【0036】以上本実施例によれば、相互相関の大きいパターンどうしを直交拡散符号として組み合わせることで、受信側で、I、Q両信号成分が完全に分離できない場合でも相互の干渉を小さくできる。さらに、他波との相互相関が比較的小さくでき、どちらか一方のc hに干渉を受けても他方が検出できることから、従来の方式より誤動作をする可能性は小さくなる。

【0037】

【発明の効果】以上のように本発明は、各位相成分毎に異なる拡散符号に自己相関特性のよい符号系列を割り当て、各々の位相の符号パターンに同一の直交符号系列を乗じることで、他波との干渉を低減するとともに、PN系列で位相間の分離を行うことが可能となる。

【0038】また、各位相間の信号では常に符号同期がとれている場合に、相互相関の大きいパターンどうしを拡散符号として組み合わせることで、他波との相互相関は比較的小さく、かつ、自波の各位相の信号成分の分離が不完全な場合でも相互の干渉による影響を小さくすることが可能となる。さらに、ある任意の位相成分に他波からの干渉を受けても、残る位

相成分は無相関であることから、同期捕捉、維持等における誤動作の可能性を小さくできる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施例における拡散符号生成方式を実現するDS/QPSK送受信機のブロック結線図

【図2】同DS/QPSK送受信機におけるシステム系の概念図

【図3】同DS/QPSK送受信機におけるPN符号とHF符号とのタイミング関係図

【図4】本発明の第2の実施例における拡散符号生成方式の概念を示した符号のパターン図

【図5】本発明の第2の実施例における拡散符号生成方式の概念を示した符号のパターン図

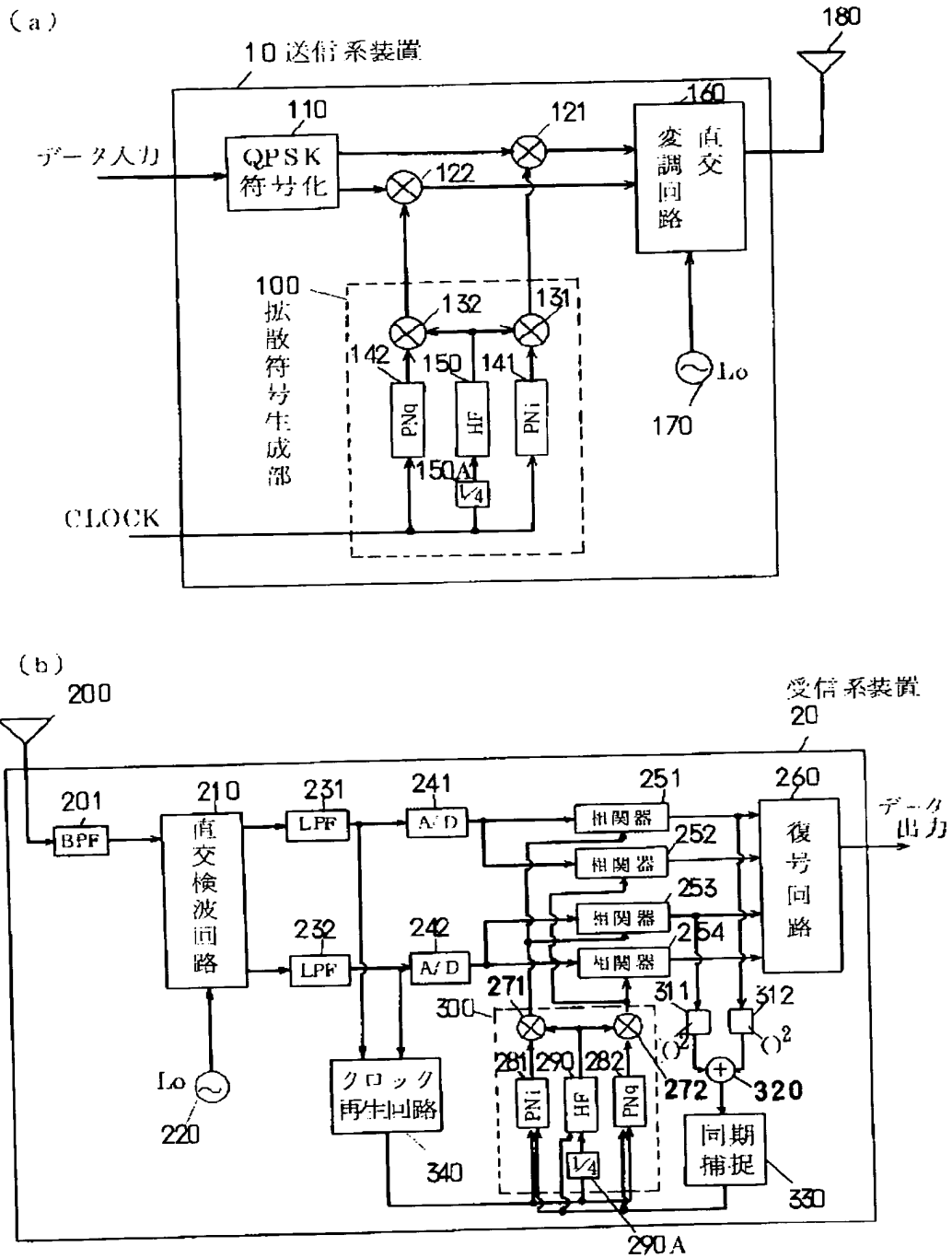
【符号の説明】

- 10 送信系装置
- 100 拡散符号生成部
- 110 QPSK符号化回路
- 121、122 乗算器
- 131、132 乗算器
- 141、142 PN符号発生器
- 150 直交符号発生器
- 160 直交変調回路
- 170 ローカル信号発生源
- 180 無線アンテナ
- 20 受信系装置
- 200 無線アンテナ
- 201 BPF
- 210 直交検波回路
- 220 ローカル信号
- 231、232 LPF
- 241、242 A/Dコンバータ
- 251～254 デジタル相関器
- 260 データ復号回路
- 271、272 乗算器
- 281、282 PN符号発生器

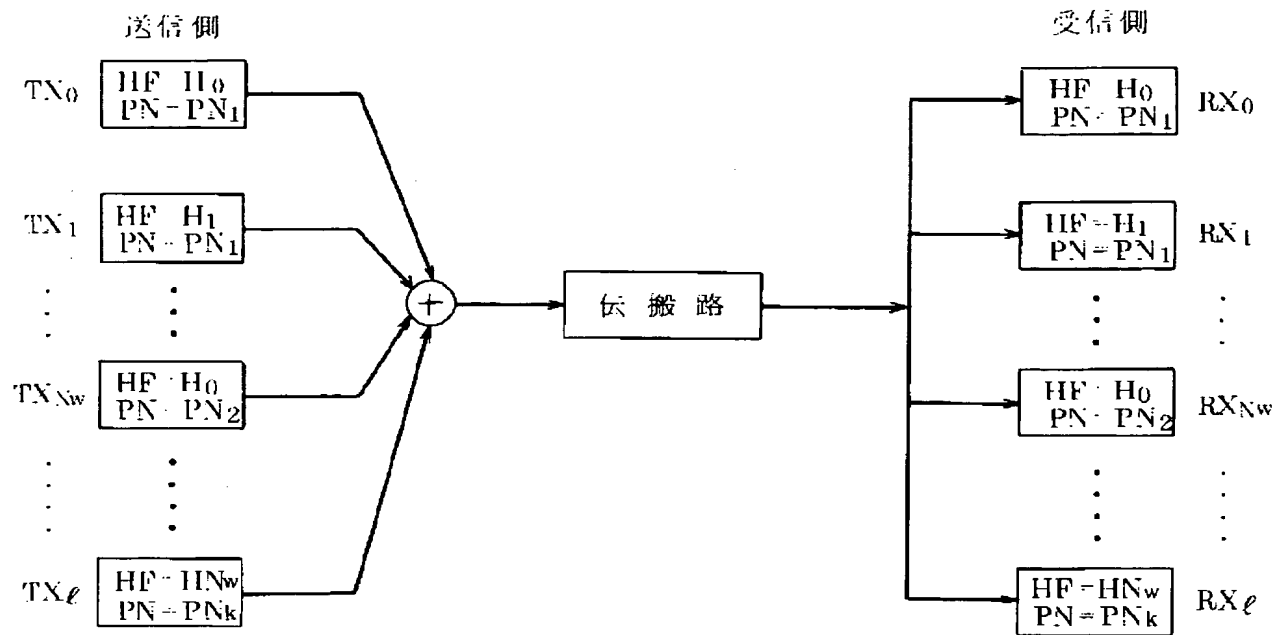
290 直交符号発生器
 300 逆拡散符号発生回路
 311、312 2乗回路

320 加算器
 330 同期捕捉判定回路
 340 クロック再生回路

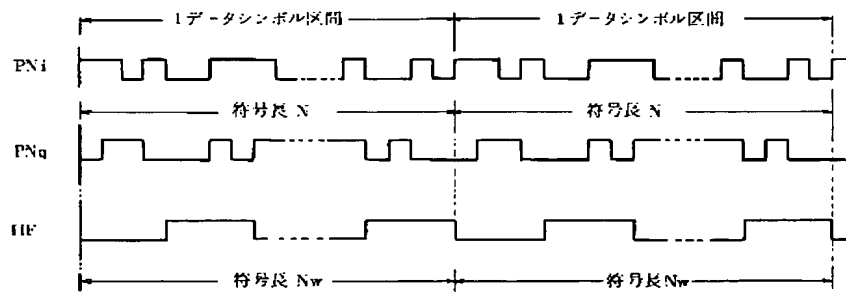
【図1】



【図2】



【図3】



【図4】

C ₁	11111110 10101001 10011101 11010010 11000110 11110110 10110110 01001000 11100001 01111100 10101110 01101000 10011110 00101000 01100000 10000000
C ₂	11111110 00111011 00010100 10111110 10101000 01011011 11001110 01010110 01100000 11011010 11101000 11001000 10000001 00100110 10011110 11100000
C ₃	11111110 11101101 11101000 10110010 11111000 10000001 10011011 00011100 11101011 10000100 11000001 01010110 10010010 10011110 01000110 10100000
C ₄	11111110 01000000 10110000 01110100 00100111 00011010 01001011 10110111 00110110 01010110 10111110 11110000 11000100 01010011 00111101 01010000
C ₅	11111110 01111101 10111000 00010100 00110110 01000001 11100010 11010110 00010001 00111011 11010001 10011010 01100011 10010101 01110101 0010010
C ₆	11111110 10011000 01101000 01010010 11011001 01010110 00100000 10011111 00111001 00100011 00110111 10000001 11010100 01011100 01111011 1011010
C ₇	11111110 01101101 01010001 00100110 01111000 11101110 10111101 00101100 10100111 00100011 00010111 00001000 01101000 00111110 11000000 1010110
C ₈	11111110 11001011 00011001 10110100 01111100 00111000 10100110 00000110 10111010 01010101 10111001 00001000 10010011 11010100 00010111 1001110
C ₉	11111110 11111000 11101010 10010101 11101001 10011100 11010110 00100010 11101100 10000111 10010110 11100000 10100011 01101000 00011000 0100100

【図5】

C ₁	11111110 10101001 10011101 11010010 11000110 11110110 10110110 01001000 11100001 01111100 10101110 01101000 10011110 00101000 01110000 10000000
C ₅	00111110 11011100 00001010 00011011 00100000 11110001 01101011 00001000 10011101 11101000 11001101 00110001 11001010 10111010 10010010 11111111
C ₂	11111110 00111011 00010100 10111110 10101000 01011011 11001110 01010110 01100000 11011010 11101000 11001000 10000001 00100110 10011110 11100000
C ₆	11010011 00001101 00001010 01011011 00101010 11000100 00010011 11100111 00100100 01100110 11110000 00111010 10001011 10001111 01110110 10111111
C ₃	11111110 11101101 11101000 10110010 11111000 10000001 10011011 00011100 11101011 10000100 11000001 01010110 10010010 10011110 01000110 10100000
C ₇	11001101 10101010 00100100 11001111 00011101 11010111 10100101 10010100 11100100 01100010 11100001 00001101 00000111 11011000 00010101 10111111
C ₄	11111110 01000000 10110000 01110100 00100111 00011010 01001011 10110111 00110110 01010110 10111110 11110000 11000100 01010011 00111101 01010000
C ₈	01100101 10001100 11011010 00111110 00011100 01010011 00000011 01011101 00101010 11011100 10000100 01001001 11101010 00001011 11001110 11111111

THIS PAGE BLANK (USPTO)